

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
1 mai 2003 (01.05.2003)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 03/036893 A1

(51) Classification internationale des brevets⁷ :
H04L 25/03, H04B 1/10, 7/08

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :
FRANCE TELECOM (SA) [FR/FR]; 6, place d'Alleray,
F-75015 Paris (FR).

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR02/03624

(72) Inventeurs; et
(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) : **LAOT, Christophe** [FR/FR]; 24, rue Kerouanec, F-29217 Plougonvelin (FR). **LANGLAIS, Charlotte** [FR/FR]; 5, rue Choquet de Lindu, F-29200 Brest (FR). **HELARD, Maryline** [FR/FR]; 5, rue Charles Demange, F-35000 Rennes (FR).

(22) Date de dépôt international :
23 octobre 2002 (23.10.2002)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(74) Mandataires : **BEAUFILS, Yves** etc.; Cabinet Ballot, 4, rue Général Hoche, F-56100 Lorient (FR).

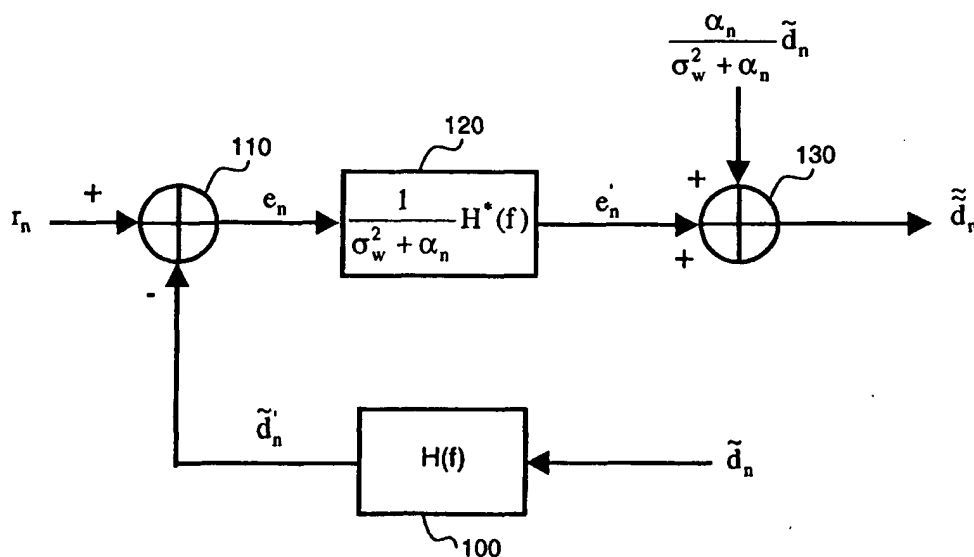
(30) Données relatives à la priorité :
01/13991 26 octobre 2001 (26.10.2001) FR

(81) États désignés (national) : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: INTER-SYMBOL INTERFERENCE CANCELLER

(54) Titre : ANNULEUR D'INTERFERENCES ENTRE SYMBOLES



(57) Abstract: The invention concerns a device for cancelling inter-symbol interference in a sampled digital signal. The device comprises a first filter (100) whereof the optimal transfer function is identical to that of the transmission channel and which receives a sequence of samples $\{d_n\}_{n \in N}$ representing the digital signal emitted at the transmission channel input, a subtracting circuit (110) for subtracting from the sequence of input samples $\{r_n\}_{n \in N}$ the output $\{d_n\}_{n \in N}$ of the first filter, a second filter (120) adapted to the transmission channel, whereof the optimal transfer function is $H^*(f)$, which receives the output $\{e_n\}_{n \in N}$ of the subtractor circuit (110), and an adder circuit (130) for adding the output of the second filter (120) with the sequence of samples $\{d_n\}_{n \in N}$ representing the digital signal emitted at the input of said transmission channel thereby generating a sequence of complex symbols $\{d_n\}_{n \in N}$ free of inter-symbol interference.

[Suite sur la page suivante]

WO 03/036893 A1



DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) États désignés (*régional*) : brevet ARIPO (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), brevet eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), brevet européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), brevet OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Déclaration en vertu de la règle 4.17 :

— *relative à la qualité d'inventeur (règle 4.17.iv)) pour US seulement*

Publiée :

— *avec rapport de recherche internationale*
— *avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si des modifications sont reçues*

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

(57) **Abrége :** L'invention concerne un dispositif pour annuler les interférences entre symboles dans un signal numérique échantillonné. Le dispositif comporte un premier filtre (100) dont la fonction de transfert optimale est identique à celle du canal de transmission et qui reçoit une suite d'échantillons $\{d_n\}_{n \in N}$ représentative du signal numérique émis à l'entrée du canal de transmission, un circuit soustracteur (110) pour retrancher de la suite d'échantillons d'entrée $\{r_n\}_{n \in N}$ la sortie $\{d_n\}_{n \in N}$ du premier filtre, un second filtre (120) adapté au canal de transmission, dont la fonction de transfert optimale est $H^*_{\text{opt}}(f)$, qui reçoit la sortie $\{e_n\}_{n \in N}$ du circuit soustracteur (110), et un circuit additionneur (130) pour additionner la sortie du second filtre (120) avec la suite d'échantillons $\{d_n\}_{n \in N}$ représentative du signal numérique émis à l'entrée dudit canal de transmission et générer ainsi une suite de symboles complexes $\{d_n\}_{n \in N}$ sans interférences entre symboles.

ANNULEUR D'INTERFERENCES ENTRE SYMBOLES

La présente invention concerne un dispositif pour annuler les interférences entre symboles dans un signal numérique échantillonné. L'invention trouve plus
5 particulièrement son application dans le domaine des transmissions numériques, et est notamment prévue pour être incorporée dans un récepteur de signaux numériques afin d'annuler les interférences entre symboles
10 résultant de la présence de trajets multiples dans le canal de transmission des données numériques.

La figure 1 illustre une chaîne de transmission de symboles complexes $\{d_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ émis par une source de
15 symboles. Cette chaîne de transmission comprend un modulateur, un filtre d'émission, un milieu de transmission, un filtre de réception, un démodulateur, un additionneur introduisant des échantillons de bruit blanc gaussien $\{W_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ et un échantillonneur de période
20 d'échantillonnage T . L'ensemble modulateur, filtre d'émission, milieu de transmission, filtre de réception et démodulateur forme un canal de transmission discret équivalent engendrant des interférences entre symboles (IES). La chaîne de transmission délivre une suite de
25 symboles complexes $\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ définis par la relation suivante :

$$r_n = \sum_{k=-L_1+1}^{L_2} \Gamma_k(n) d_{n-k} + w_n \quad (1)$$

où les $(\Gamma_{-L_1+1}(n), \dots, \Gamma_0(n), \dots, \Gamma_{L_2}(n))$ sont les coefficients éventuellement complexes du canal de transmission discret équivalent à l'instant n , et L_2 et L_1-1 représentent respectivement le nombre de symboles complexes passés et futurs engendrant l'interférence sur le symbole complexe courant.

La fonction de transfert du canal de transmission discret équivalent qui introduit les interférences entre symboles est, à l'instant n , :

$$H_n(f) = \sum_{k=-L_1+1}^{L_2} \Gamma_k(n) \exp(-j2\pi f k T) \quad (2)$$

où T est la période temporelle séparant deux symboles complexes consécutifs dans la suite des symboles complexes $\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}}$.

15

Par souci de simplification, la fonction de transfert $H_n(f)$ est notée $H(f)$ dans la suite de la description.

Dans les équations (1) et (2), on a considéré que la réponse impulsionnelle du canal de transmission discret équivalent (correspondant à la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert) définie par $L = L_1 + L_2$ coefficients.

Un des annuleurs d'interférences entre symboles les plus connus est décrit dans le document intitulé "Adaptive Cancellation of Intersymbol Interference for Data Transmission" de A.Gersho et T.L Lim, Bell Systems technical journal, Vol.11, n°60, pp1997-2021, Nov 1981.

Un schéma de la structure de cet annuleur d'interférences entre symboles est représenté à la figure 2 de la présente demande.

- 5 Cet annuleur d'interférences comprend un premier filtre 10, appelé filtre avant, pour traiter la suite de symboles complexes $\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}}$, un deuxième filtre 20, appelé filtre arrière, pour traiter une suite de symboles complexes $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ et un circuit soustracteur 10 30 pour retrancher de la sortie du filtre 10 la sortie du filtre 20. Le circuit soustracteur 30 délivre une suite de symboles complexes $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ débarrassés des interférences entre symboles engendrées par le canal de transmission.

15

- La suite $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ représente soit les symboles complexes émis à travers le canal de transmission par la source d'émission si le système utilise une séquence d'apprentissage, soit des symboles complexes qui sont 20 une estimation des symboles complexes émis par la source d'émission. Dans ce deuxième cas, la suite de symboles $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ est fournie par un autre organe du récepteur, par exemple un égaliseur linéaire transverse ou un égaliseur à maximum de vraisemblance.

25

Par souci de généralisation, on suppose que le canal de transmission est variant dans le temps. Les coefficients de la réponse impulsionnelle ne sont donc pas normalisés. On a alors la relation suivante:

$$\sum_{k=-L_1+1}^{L_1} |\Gamma_k(n)|^2 = \alpha_n$$
 . On suppose par ailleurs que le signal
 émis est de puissance unité, et donc que la variance
 des symboles émis σ_d^2 est égale à 1. Dans cette
 hypothèse, α_n correspond à la puissance estimée du
 5 canal de transmission.

Le filtre 10 du dispositif converge vers un filtre
 adapté au canal de transmission. Les coefficients
 optimaux, par exemple au sens du critère du minimum
 10 d'erreur quadratique moyenne, du filtre 10 sont donc
 ceux du filtre adapté au canal de transmission. La
 fonction de transfert optimale de ce filtre est donc
 égale à $\frac{1}{\sigma_w^2 + \alpha_n} H^*(f)$. $H^*(f)$ désigne le conjugué de la
 fonction de transfert $H(f)$ et σ_w^2 désigne la variance
 15 du bruit gaussien.

Le filtre 20 est quant à lui destiné à reconstruire les
 interférences entre symboles présentes en sortie du
 filtre 10. Le filtre 20 converge donc vers un filtre de
 20 fonction de transfert $\frac{1}{\sigma_w^2 + \alpha_n} (|H(f)|^2 - \alpha_n)$. Les filtres 10
 et 20 sont donc respectivement de taille L et $2L-1$. Les
 coefficients des filtres sont fournis au fur et à
 mesure du traitement soit par un algorithme
 d'estimation de canal, soit par un algorithme
 25 d'adaptation visant à minimiser un critère
 d'optimisation donné.

L'invention procède d'une recherche menée relativement aux annuleurs d'interférences entre symboles en vue de restreindre la taille des filtres nécessaires à leur mise en œuvre, ce qui va permettre de limiter les
5 dégradations apportées par un trop grand nombre de coefficients et réduire le temps de convergence des coefficients.

L'invention concerne un dispositif pour annuler les
10 interférences entre symboles dans une suite d'échantillons d'entrée d'un signal numérique provenant d'un canal de transmission défini par sa fonction de transfert $H(f)$ dans le domaine fréquentiel, chaque échantillon étant représentatif d'un symbole complexe,
15 caractérisé en ce qu'il comporte :

- un premier filtre qui converge vers un filtre de fonction de transfert $H(f)$, lequel premier filtre reçoit en entrée une suite d'échantillons représentative du signal numérique émis à l'entrée
20 dudit canal de transmission,
- un circuit soustracteur pour retrancher la sortie dudit premier filtre à ladite suite d'échantillons d'entrée,
- un second filtre qui converge vers un filtre adapté
25 au canal de transmission, lequel second filtre reçoit en entrée la sortie dudit circuit soustracteur, et
- un circuit de sortie destiné à combiner la sortie dudit second filtre et la suite des échantillons représentative du signal numérique émis à l'entrée
30 dudit canal de transmission pour générer une suite de

symboles complexes débarrassés des interférences entre symboles engendrées par le canal de transmission.

Le circuit de sortie est par exemple un circuit
5 additionneur destiné à additionner la sortie dudit
second filtre avec ladite suite des échantillons
représentative du signal numérique émis à l'entrée
dudit canal de transmission.

10 De préférence, les échantillons de la suite
représentative du signal numérique émis à l'entrée du
canal de transmission qui sont traités par le circuit
additionneur sont affectés d'un coefficient correcteur
d'amplitude.

15 Le principal avantage de ce dispositif d'annulation
d'interférences est qu'il comprend deux filtres
utilisant un nombre réduit de coefficients.

20 Selon une caractéristique de l'invention, dans le cas
d'un canal de transmission perturbé par un bruit
additif ayant des coefficients variant dans le temps,
le coefficient correcteur d'amplitude est fonction de
la puissance estimée du canal de transmission et de la
25 variance du bruit additif.

L'invention concerne également un récepteur de signaux
numériques caractérisé en ce qu'il comporte un
dispositif d'annulation des interférences entre
30 symboles tel que décrit précédemment et un circuit
dédié pour générer ladite suite d'échantillons

représentative du signal numérique émis à l'entrée dudit canal de transmission. Le circuit dédié est par exemple un égaliseur linéaire transverse ou un égaliseur à maximum de vraisemblance recevant en entrée
5 la suite d'échantillons d'entrée.

L'invention concerne également un dispositif de turboégalisation comportant une pluralité de modules de turboégalisation en série caractérisé en ce que chaque
10 module de turboégalisation de rang supérieur à 1 dans ladite série de modules comporte un dispositif d'annulation d'interférences tel que décrit précédemment et en ce que, pour chaque dispositif d'annulation d'interférences, la suite d'échantillons
15 représentative du signal numérique émis à l'entrée du canal de transmission est fournie par le module de turboégalisation de rang inférieur.

L'invention concerne également un dispositif pour
20 annuler les interférences entre symboles dans J suites d'échantillons d'entrée d'un signal numérique provenant de J canaux de transmission définis par leurs fonctions de transfert $H^{(i)}(f)$ dans le domaine fréquentiel, J étant un entier supérieur ou égal à 2, chaque
25 échantillon étant représentatif d'un symbole complexe, caractérisé en ce qu'il comporte :

- un premier ensemble de J filtres qui convergent chacun vers un filtre de fonction de transfert $H^{(i)}(f)$, $j \in [1, \dots, J]$, chacun des filtres dudit premier ensemble
30 recevant en entrée une suite d'échantillons

représentative du signal numérique émis à l'entrée
desdits canaux de transmission,

- un ensemble de J circuits soustracteurs pour retrancher les sorties desdits J filtres du premier ensemble auxdites J suites d'échantillons d'entrée
5 respectivement,
- un second ensemble de J filtres qui convergent vers des filtres adaptés auxdits J canaux de transmission, chaque filtre dudit second ensemble recevant en entrée
10 la sortie d'un desdits J circuits soustracteurs, et
- un premier circuit additionneur pour additionner les échantillons délivrés par les J filtres dudit second ensemble,
- un circuit de sortie destiné à combiner la sortie
15 dudit premier circuit additionneur et la suite des échantillons représentative du signal numérique émis à l'entrée desdits canaux de transmission pour générer une suite de symboles complexes débarrassés des interférences entre symboles engendrées par lesdits
20 canaux de transmission. Ce dispositif est utilisé en cas de réceptions multiples ou de réception dite fractionnée des symboles émis.

Comme précédemment, les coefficients des filtres
25 desdits premier et second ensembles de filtres sont déterminés par un circuit de traitement numérique mettant en œuvre un algorithme d'adaptation se basant sur un critère d'optimisation visant à minimiser l'influence des interférences entre symboles à la
30 sortie dudit dispositif ou par un circuit d'estimation des canaux de transmission.

Enfin, l'invention concerne également un dispositif de turboégalisation comportant une pluralité de modules de turboégalisation en série caractérisé en ce que chaque module de turboégalisation de rang supérieur à 1 dans ladite série de modules comporte un dispositif d'annulation d'interférences entre symboles tel que décrit précédemment pour une réception multiple ou fractionnée des symboles et en ce que, pour chaque dispositif d'annulation d'interférences, ladite suite d'échantillons représentative du signal numérique émis à l'entrée du canal de transmission est fournie par le module de turboégalisation de rang inférieur.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui suit et qui est faite en référence aux dessins annexés, parmi lesquels :

- La figure 1, déjà décrite, illustre schématiquement un canal de transmission discret;
- la figure 2, déjà décrite, représente le schéma d'un annuleur d'interférences entre symboles de l'art antérieur;
- la figure 3 représente un schéma équivalent de la structure d'annuleur de la figure 2;
- la figure 4 représente le schéma d'un annuleur d'interférences entre symboles selon l'invention;
- la figure 5 représente un annuleur d'interférences entre symboles conforme à l'invention comprenant un

circuit d'estimation de canal pour déterminer les coefficients des deux filtres de l'annuleur;

- la figure 6 représente un annuleur d'interférences entre symboles conforme à l'invention comprenant un circuit de traitement numérique mettant en œuvre un algorithme d'adaptation pour déterminer les coefficients des deux filtres de l'annuleur;
- la figure 7 montre une application de l'annuleur d'interférences de l'invention dans un dispositif de turbo-égalisation;
- la figure 8 montre un mode de réalisation amélioré de l'annuleur d'interférences dans le cadre d'une turbo-égalisation avec estimation de canal;
- la figure 9 illustre schématiquement les canaux de transmission en cas de réceptions multiples au niveau de l'annuleur d'interférences de l'invention;
- la figure 10 représente le schéma d'un annuleur d'interférences de l'art antérieur employé en cas de réceptions multiples; et
- la figure 11 représente le schéma d'un annuleur d'interférences selon l'invention employé en cas de réceptions multiples.

Comme indiqué précédemment, la structure classique de l'annuleur d'interférences entre symboles montrée à la figure 2 nécessite la mise en œuvre d'un premier filtre à L coefficients et d'un second filtre à $2L-1$ coefficients. L'invention vise à déterminer une structure d'annuleur nécessitant un nombre plus restreint de coefficients.

Comme montré à la figure 3, le filtre 20 peut être décomposé en deux filtres, 21 et 22, montés en cascade et un circuit soustracteur 23. Le filtre 21 converge
 5 vers un filtre de fonction de transfert $H(f)$ et le filtre 22 vers un filtre de fonction de transfert $\frac{1}{\sigma_w^2 + \alpha_n} H^*(f)$. Ces deux filtres étant linéaires, ils peuvent être intervertis. Le circuit soustracteur 23 est chargé de soustraire de la suite d'échantillons
 10 complexes issue de la cascade des filtres 21 et 22 la suite des échantillons complexes $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ affectés du coefficient correcteur d'amplitude $\frac{\alpha_n}{\sigma_w^2 + \alpha_n}$. Le filtre adapté au canal de transmission de fonction de transfert $\frac{1}{\sigma_w^2 + \alpha_n} H^*(f)$ est présent dans les deux
 15 branches de l'annuleur, à savoir la branche traitant les échantillons complexes $\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ et la branche traitant les échantillons complexes $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$.

Selon l'invention, on supprime cette redondance du
 20 filtre adapté au canal de transmission pour diminuer le nombre de coefficients nécessaires à la mise en œuvre de l'annuleur. La figure 4 représente une structure de l'annuleur d'interférences de l'invention.

25 L'annuleur d'interférences entre symboles de l'invention comporte un premier filtre, 100, qui

converge vers un filtre de fonction de transfert $H(f)$.
 Ce filtre 100 reçoit en entrée la suite de symboles
 complexes $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ et délivre une suite de symboles
 complexes $\{\tilde{d}'_n\}_{n \in \mathbb{N}}$. La suite de symboles complexes
 5 $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ est par exemple fournie par un égaliseur
 linéaire transverse ou un égaliseur à maximum de
 vraisemblance prévu dans le récepteur. Un circuit
 soustracteur 110 est prévu pour soustraire de la suite
 de symboles complexes $\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ la suite de symboles
 10 complexes $\{\tilde{d}'_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ et délivrer une suite de symboles
 complexes $\{e_n\}_{n \in \mathbb{N}}$. Cette dernière est ensuite filtrée
 par un second filtre 120. Le filtre 120 est un filtre
 qui converge vers un filtre de fonction de transfert
 $\frac{1}{\sigma_w^2 + \alpha_n} H^*(f)$. La suite de symboles complexes délivrée
 15 par ce filtre, notée $\{e'_n\}_{n \in \mathbb{N}}$, est additionnée avec la
 suite des symboles complexes $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ affectés du
 coefficient correcteur d'amplitude $\frac{\alpha_n}{\sigma_w^2 + \alpha_n}$ au moyen
 d'un circuit additionneur 130, lequel délivre la suite
 de symboles complexes $\{\tilde{\tilde{d}}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$.

20

Cette structure d'annuleur est équivalente en terme de
 filtrage à celle de la figure 2. Elle permet toutefois
 de diminuer sensiblement la taille des filtres de
 l'annuleur. Selon l'invention, l'annuleur
 25 d'interférences comporte deux filtres, 100 et 120, à L

coefficients au lieu d'un filtre à L coefficients et d'un filtre à $2L-1$ coefficients.

Les coefficients de filtre peuvent être déterminés
5 soit par un circuit d'estimation du canal de transmission comme montré en traits pointillés à la figure 5, soit par un circuit de traitement numérique mettant en œuvre un algorithme d'adaptation minimisant un critère d'optimisation donné comme montré en traits
10 pointillés à la figure 6.

En référence à la figure 5, les coefficients des filtres 100 et 120 sont déterminés à partir d'un circuit d'estimation de canal. Plus exactement,
15 l'estimation de canal est utilisée pour calculer les coefficients du filtre 100 et en déduire les coefficients du filtre 120. L'estimation de canal consiste à calculer les coefficients de la réponse impulsionnelle du canal de transmission. Ces
20 coefficients sont déterminés par exemple par une méthode d'estimation de type RLS (Recursive Least Square) ou LMS (Least Mean Square). L'estimation de canal est particulièrement intéressante pour suivre les variations du canal de transmission lorsque celui-ci
25 varie dans le temps. Cependant, cette solution est sous-optimale lorsque le canal de transmission ne varie pas ou peu dans le temps car elle ne minimise pas directement les interférences entre symboles à la sortie de l'annuleur.

Dans le cas de la figure 6, les coefficients des filtres de l'annuleur sont déterminés de manière adaptative à l'aide d'un algorithme d'adaptation qui calcule directement les coefficients de filtre en se basant sur un critère d'optimisation donné visant à minimiser les interférences entre symboles à la sortie de l'annuleur. Ce critère étant directement lié à la minimisation des interférences entre symboles à la sortie de l'annuleur, il est optimal pour la correction des interférences entre symboles lorsque le canal de transmission est invariant dans le temps.

Le dispositif de l'invention est tout particulièrement adapté pour supprimer les interférences engendrées par un canal hertzien lors de la transmission de données numériques.

Il peut être employé dans un dispositif de turbo-égalisation. Le principe de la turbo-égalisation est décrit dans la demande de brevet n°97 05978 déposée par la présente demanderesse. Un schéma de principe d'un dispositif de turbo-égalisation est représenté à la figure 7. Ce dispositif comporte plusieurs modules d'égalisation et de décodage identiques montés en série. Chaque module reçoit la suite d'échantillons $\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ issue du canal de transmission et retardée d'une quantité égale au temps de traitement des modules précédents et, pour les modules de rang supérieur à 1, la sortie du module précédent. Chaque module de rang supérieur à 1 comprend un annuleur d'interférences

entre symboles conforme à l'invention, un désentrelaceur, un convertisseur M-aire/binaire, un décodeur de canal, un convertisseur binaire/M-aire et un désentrelaceur. Dans cette application, la suite
 5 d'échantillons $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ nécessaires au fonctionnement de l'annuleur d'interférence d'un module donné est fournie par le module précédent. Dans la figure 7, $\tilde{d}_{n,p}$ désigne la suite d'échantillons délivrée par le module de turbo-égalisation de rang p.

10

Dans le cadre de la turbo-égalisation, la structure de l'annuleur d'interférences peut être améliorée lorsque les coefficients des filtres sont déterminés par une estimation de canal. Dans cette structure améliorée, la
 15 valeur de la fonction de transfert du filtre 120 ainsi que la valeur du coefficient correcteur d'amplitude sont modifiées. Cette structure améliorée est montrée à la figure 8 où $G(f)$ désigne la nouvelle fonction de transfert du filtre 120 et g_0/β désigne le coefficient
 20 correcteur d'amplitude. Les expressions de $G(f)$, g_0 et β sont les suivantes :

$$G(f) = \frac{g_0}{\beta} \times \frac{H^*(f)}{|H(f)|^2 \cdot \left(\sigma_d^2 - E\left\{|\tilde{d}_n|^2\right\}\right) + \sigma_w^2}$$

avec
$$g_0 = \frac{\beta \cdot \sigma_d^2}{1 + \beta \cdot E\left\{|\tilde{d}_n|^2\right\}}$$

et
$$\beta = T \cdot \int_{-1/2T}^{1/2T} \frac{|H(f)|^2}{|H(f)|^2 \cdot \left(\sigma_d^2 - E\left\{|\tilde{d}_n|^2\right\}\right) + \sigma_w^2} df$$

En turbo-égalisation, la variance $E\left\{\left|\tilde{d}_n\right|^2\right\}$ varie à chaque itération. Ainsi, la fonction de transfert $G(f)$ et le coefficient correcteur d'amplitude g_0 varient à chaque
5 itération jusqu'à tendre vers les expressions indiquées dans les figures 4 à 6.

Avec cette structure, l'annuleur d'interférences des premiers modules du dispositif de turbo-égalisation
10 joue également le rôle d'un égaliseur.

La structure d'annuleur décrite jusqu'à présent traitait une suite unique d'échantillons $\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ correspondant au cas SISO (une émission, une
15 réception), le signal reçu par l'annuleur étant échantillonné au temps symbole. L'annuleur d'interférences ne comportait jusqu'à présent qu'une seule antenne de réception.

20 Ce cas peut être généralisé au cas SIMO (une émission, plusieurs réceptions), les signaux étant reçus par plusieurs antennes de réception.

La figure 9 illustre la chaîne de transmission des
25 symboles complexes $\{d_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ pour ce cas-là. Cette figure est à comparer avec la figure 1. L'annuleur reçoit une pluralité de suites d'échantillons $r_n^{(j)}$, $j \in [1, \dots, J]$, ayant transité par différents canaux de transmission de fonction de transfert $H_n^{(j)}(f)$. Comme précédemment, par

souci de simplification, la fonction de transfert $H_n^{(j)}(f)$ est notée $H^{(j)}(f)$ dans la suite de la description.

- 5 La chaîne de transmission telle que représentée à la figure 9 délivre les suites de symboles complexes $\{r_n^{(j)}\}_{n \in \mathbb{N}}$, avec $j \in [1, \dots, J]$, définis par la relation suivante :

$$r_n^{(i)} = \sum_{l=-L^{(j)}}^{L^{(j)}} \Gamma_l^{(j)}(n) d_{n-l} + w_n^{(j)}$$

- 10 où les $(\Gamma_l^{(j)}(n))$ sont les coefficients éventuellement complexes de la fonction de transfert $H^{(j)}(f)$ de l'un des canaux de transmission à l'instant n et $L^{(j)}$ représentent le nombre de symboles complexes passés et futurs engendrant l'interférence sur le symbole
15 complexe courant.

- La figure 10 est une généralisation de la figure 2 pour le cas SIMO. Dans cette figure, le filtre 10 est remplacé par J filtres 10^(j) de fonction de transfert
20 $P^{(j)}(f)$, $j \in [1, \dots, J]$, traitant chacun la suite d'échantillons $r_n^{(j)}$ et un circuit additionneur 15 pour additionner les symboles délivrés par les filtres 10^(j). $Q(f)$ désigne la fonction de transfert du filtre 20. Les expressions mathématiques des fonctions de transfert
25 $P^{(j)}(f)$ et de $Q(f)$ sont les suivantes :

$$P^{(j)}(f) = \frac{\frac{\sigma_d^2}{1 + \beta \cdot E\left\{\left|\tilde{d}_n\right|^2\right\}} \cdot \frac{H^{(j)*}(f)}{\sigma_j^2}}{1 + \left(\sigma_d^2 - E\left\{\left|\tilde{d}_n\right|^2\right\}\right) \cdot \sum_{i=1}^J |H^{(i)}(f)|^2 / \sigma_i^2}$$

$$G(f) = \sum_{j=1}^J P^{(j)}(f) \cdot H^{(j)}(f) - T \int \sum_{BN} P^{(j)}(f) \cdot H^{(j)}(f) df$$

$$\text{avec } g_0 = \frac{\beta \cdot \sigma_d^2}{1 + \beta \cdot E\left\{\left|\tilde{d}_n\right|^2\right\}}$$

$$5 \quad \text{et } \beta = T \cdot \int_{BN} \frac{\sum_{i=1}^J |H^{(i)}(f)|^2 / \sigma_i^2}{1 + \left(\sigma_d^2 - E\left\{\left|\tilde{d}_n\right|^2\right\}\right) \cdot \sum_{i=1}^J |H^{(i)}(f)|^2 / \sigma_i^2} df$$

L'annuleur permettant de supprimer les interférences intersymboles produits par ces canaux de transmission est représenté à la figure 11. Cette figure est à rapprocher de la figure 4 (cas SISO). Le filtre 100 est remplacé par J filtres 100^(j) de fonction de transfert H^(j)(f), j ∈ [1,...,J], traitant chacun la suite d'échantillons \tilde{d}_n . Les symboles en sortie des filtres 100^(j), notés \tilde{d}_n^j avec j ∈ [1,...,J], sont soustraits respectivement aux symboles $r_n^{(j)}$ par l'intermédiaire de circuits soustracteurs 110^(j). La sortie des circuits soustracteurs 110^(j) est ensuite filtrée par un filtre 120^(j) de fonction de transfert P^(j)(f). Les symboles délivrés par les J filtres P^(j)(f), j ∈ [1,...,J], sont ensuite additionnés entre eux par un circuit

additionneur 125. Enfin, les symboles obtenus à la sortie du circuit additionneur 125 sont additionnés aux symboles complexes de la suite $\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$ affectés du coefficient correcteur d'amplitude g_0 au moyen du
5 circuit additionneur 130, lequel délivre la suite de symboles complexes $\{\tilde{\tilde{d}}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$.

Cet annuleur d'interférences intersymboles présente les mêmes avantages que celui de la figure 4, à savoir
10 qu'il comporte des filtres de taille réduite (faible nombre de coefficients). Les coefficients des filtre peuvent être déterminés soit par un circuit d'estimation du canal de transmission, soit par un circuit de traitement numérique mettant en œuvre un
15 algorithme d'adaptation minimisant un critère d'optimisation donné.

Comme le dispositif de la figure 4, il peut également être utilisé dans un dispositif de turbo-égalisation.

20

Bien qu'il ne soit pas décrit de manière détaillée, le cas dit de réception fractionnée est équivalent au cas SIMO. La réception dite fractionnée consiste à capter les signaux avec une antenne de réception unique, puis
25 à produire plusieurs suites d'échantillons décalées entre elles d'une fraction $1/m$ de la période symbole T , la période d'échantillonnage de ces suites restant égale à T . Si m est un nombre entier, ces suites peuvent alors être traitées comme montré à la figure
30 11.

Nous avons, dans cette description, exprimer les fonctions de transfert sous forme de transformées de Fourier (en f). Celles-ci peuvent également s'exprimer
5 de façon plus générale selon une transformée en z , de manière équivalente.

REVENDICATIONS

- 1) Dispositif pour annuler les interférences entre symboles dans une suite d'échantillons d'entrée
- 5 $(\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ d'un signal numérique provenant d'un canal de transmission défini par sa fonction de transfert $H(f)$ dans le domaine fréquentiel, chaque échantillon étant représentatif d'un symbole complexe, caractérisé en ce qu'il comporte :
- 10 - un premier filtre (100) qui converge vers un filtre de fonction de transfert $H(f)$, lequel premier filtre reçoit en entrée une suite d'échantillons $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ représentative du signal numérique émis à l'entrée dudit canal de transmission,
- 15 - un circuit soustracteur (110) pour retrancher la sortie $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ dudit premier filtre à ladite suite d'échantillons d'entrée $(\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}})$,
- un second filtre (120) qui converge vers un filtre adapté au canal de transmission, lequel second filtre
- 20 reçoit en entrée la sortie $(\{e_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ dudit circuit soustracteur (110), et
- un circuit de sortie (130) destiné à combiner la sortie dudit second filtre (120) et la suite des échantillons $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ représentative du signal
- 25 numérique émis à l'entrée dudit canal de transmission pour générer une suite de symboles complexes $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ débarrassés des interférences entre symboles engendrées par le canal de transmission.

2) Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit circuit de sortie est un circuit additionneur (130) destiné à additionner la sortie dudit second filtre (120) avec ladite suite des échantillons $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ représentative du signal numérique émis à l'entrée dudit canal de transmission.

3) Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que les échantillons $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ de la suite représentative du signal numérique émis à l'entrée du canal de transmission qui sont traités par ledit circuit additionneur (130) sont affectés d'un coefficient correcteur d'amplitude.

4) Dispositif selon la revendication 3, caractérisé en ce que, dans le cas d'un canal de transmission perturbé par un bruit additif ayant des coefficients variant dans le temps, le coefficient correcteur d'amplitude est fonction de la puissance estimée du canal de transmission et de la variance du bruit additif.

5) Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce que, dans le cas d'un canal de transmission perturbé par un bruit additif de variance σ_w^2 ayant des coefficients $\Gamma_k(n)$ variant dans le temps tel que, à l'instant n , $\sum_{k=-L_1+1}^{L_2} |\Gamma_k(n)|^2 = \alpha_n$, le coefficient correcteur d'amplitude affecté à la suite d'échantillons $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$

représentative du signal numérique émis à l'entrée dudit canal de transmission est égal à $\frac{\alpha_n}{\sigma_w^2 + \alpha_n}$ et la fonction de transfert du filtre vers lequel converge le second filtre est $\frac{1}{\sigma_w^2 + \alpha_n} (|H(f)|^2 - \alpha_n)$.

5

6) Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce que, dans le cas d'un canal de transmission perturbé par un bruit additif de variance σ_w^2 , le coefficient correcteur d'amplitude affecté à la suite d'échantillons $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ représentative du signal numérique émis à l'entrée dudit canal de transmission de variance σ_d^2 est égal à $g_0 = \frac{\beta \cdot \sigma_d^2}{1 + \beta \cdot E\left\{\left|\tilde{d}_n\right|^2\right\}}$ avec

$$\beta = T \cdot \int_{-1/2T}^{1/2T} \frac{|H(f)|^2}{|H(f)|^2 \cdot \left(\sigma_d^2 - E\left\{\left|\tilde{d}_n\right|^2\right\} \right) + \sigma_w^2} df \quad \text{où } T \text{ représente la}$$

période des symboles émis, et la fonction de transfert du filtre vers lequel converge le second filtre est

$$\frac{g_0}{\beta} \times \frac{H^*(f)}{|H(f)|^2 \cdot \left(\sigma_d^2 - E\left\{\left|\tilde{d}_n\right|^2\right\} \right) + \sigma_w^2}.$$

7) Dispositif selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que les coefficients desdits premier et second filtres (100,120) sont déterminés par un circuit de traitement numérique mettant en œuvre un algorithme d'adaptation se basant sur un critère

20

d'optimisation visant à minimiser l'influence des interférences entre symboles à la sortie dudit dispositif.

- 5 8) Dispositif selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que les coefficients desdits premier et second filtres (100,120) sont déterminés par un circuit d'estimation du canal de transmission.
- 10 9) Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il est utilisé pour la réception de données numériques transmises à travers un canal hertzien.
- 15 10) Récepteur de signaux numériques caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif d'annulation des interférences entre symboles selon l'une des revendications 1 à 9 et un circuit dédié pour générer ladite suite d'échantillons ($\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$) représentative du
- 20 signal numérique émis à l'entrée dudit canal de transmission.
- 11) Récepteur selon la revendication 10, caractérisé en ce que ledit circuit dédié est un égaliseur linéaire
- 25 transverse ou un égaliseur à maximum de vraisemblance recevant en entrée ladite suite d'échantillons d'entrée ($\{r_n\}_{n \in \mathbb{N}}$).
- 12) Dispositif de turboégalisation comportant une
- 30 pluralité de modules de turboégalisation en série

caractérisé en ce que chaque module de turboégalisation de rang supérieur à 1 dans ladite série de modules comporte un dispositif d'annulation d'interférences entre symboles selon l'une revendications 1 à 9 et en ce que, pour chaque dispositif d'annulation d'interférences, ladite suite d'échantillons ($\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$) représentative du signal numérique émis à l'entrée du canal de transmission est fournie par le module de turboégalisation de rang inférieur.

10

13) Dispositif pour annuler les interférences entre symboles dans J suites d'échantillons d'entrée ($\{r_n^{(j)}\}_{n \in \mathbb{N}}$) d'un signal numérique provenant de J canaux de transmission définis par leurs fonctions de transfert $H^{(j)}(f)$ dans le domaine fréquentiel, J étant un entier supérieur ou égal à 2, chaque échantillon étant représentatif d'un symbole complexe, caractérisé en ce qu'il comporte :

- un premier ensemble de J filtres ($100^{(j)}$) qui convergent chacun vers un filtre de fonction de transfert $H^{(j)}(f)$, $j \in [1, \dots, J]$, chacun des filtres dudit premier ensemble recevant en entrée une suite d'échantillons ($\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$) représentative du signal numérique émis à l'entrée desdits canaux de transmission,

25

- un ensemble de J circuits soustracteurs ($110^{(j)}$) pour retrancher les sorties ($\{\tilde{d}_n^{(j)}\}_{n \in \mathbb{N}}$) desdits J filtres du

premier ensemble auxdites J suites d'échantillons d'entrée ($\{r_n^{(j)}\}_{n \in \mathbb{N}}$) respectivement,

- un second ensemble de J filtres ($120^{(j)}$) qui convergent vers des filtres adaptés auxdits J canaux de transmission, chaque filtre dudit second ensemble recevant en entrée la sortie d'un desdits J circuits soustracteurs ($110^{(j)}$), et
- un premier circuit additionneur (125) pour additionner les échantillons délivrés par les J filtres ($120^{(j)}$) dudit second ensemble,
- un circuit de sortie (130) destiné à combiner la sortie dudit premier circuit additionneur (125) et la suite des échantillons ($\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$) représentative du signal numérique émis à l'entrée desdits canaux de transmission pour générer une suite de symboles complexes ($\{\tilde{\tilde{d}}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$) débarrassés des interférences entre symboles engendrées par lesdits canaux de transmission.

14) Dispositif selon la revendication 13, caractérisé en ce que ledit circuit de sortie est un deuxième circuit additionneur (130) destiné à additionner la sortie dudit premier circuit additionneur (125) avec ladite suite des échantillons ($\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$) représentative du signal numérique émis à l'entrée desdits canaux de transmission.

15) Dispositif selon la revendication 14, caractérisé en ce que les échantillons ($\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$) de la suite représentative du signal numérique émis à l'entrée

desdits canaux de transmission qui sont traités par ledit deuxième circuit additionneur (130) sont affectés d'un coefficient correcteur d'amplitude.

5 16) Dispositif selon l'une des revendications 13 à 15, caractérisé en ce que les coefficients des filtres desdits premier et second ensembles ($100^{(j)}$, $120^{(j)}$) sont déterminés par un circuit de traitement numérique
10 mettant en œuvre un algorithme d'adaptation se basant sur un critère d'optimisation visant à minimiser l'influence des interférences entre symboles à la sortie dudit dispositif.

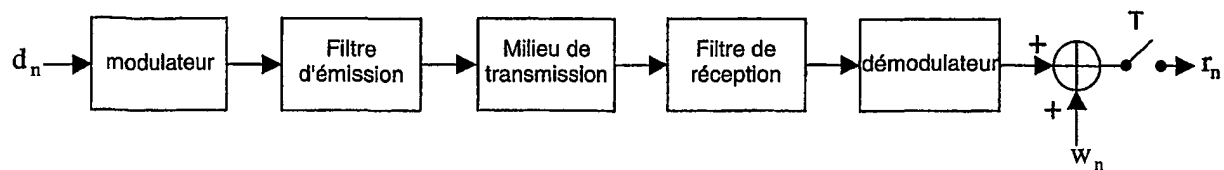
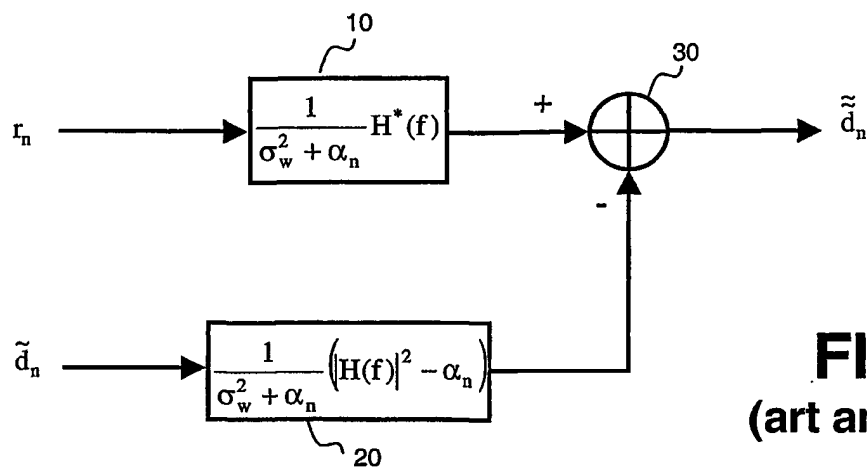
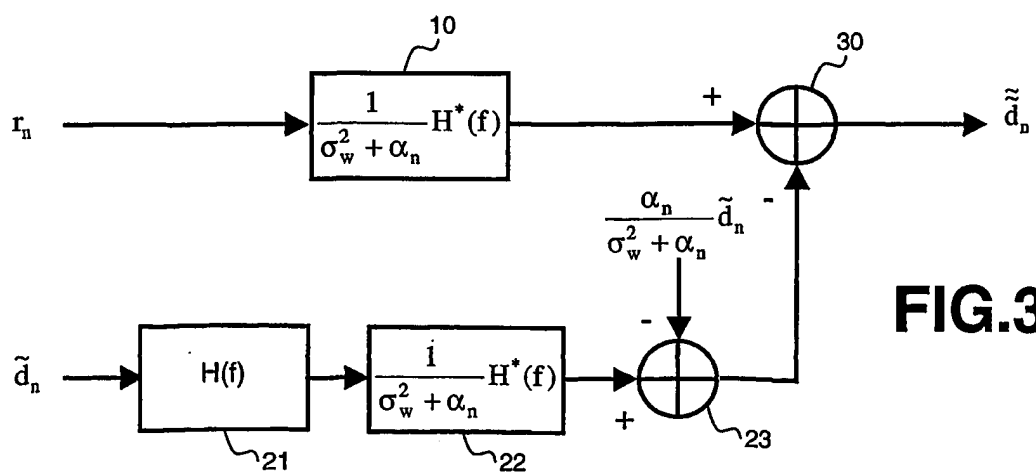
15 17) Dispositif selon l'une des revendications 13 à 15, caractérisé en ce que les coefficients des filtres desdits premier et second ensembles ($100^{(j)}$, $120^{(j)}$) sont déterminés par un circuit d'estimation des canaux de transmission.

20 18) Récepteur de signaux numériques caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif d'annulation des interférences entre symboles selon l'une des revendications 13 à 17 et un circuit dédié pour générer ladite suite d'échantillons ($\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}}$) représentative du
25 signal numérique émis à l'entrée desdits canaux de transmission.

19) Récepteur selon la revendication 18, caractérisé en ce que ledit circuit dédié est un égaliseur linéaire
30 transverse ou un égaliseur à maximum de vraisemblance

recevant en entrée lesdites J suites d'échantillons d'entrée $(\{r_n^{(j)}\}_{n \in \mathbb{N}})$.

20) Dispositif de turboégalisation comportant une pluralité de modules de turboégalisation en série caractérisé en ce que chaque module de turboégalisation de rang supérieur à 1 dans ladite série de modules comporte un dispositif d'annulation d'interférences entre symboles selon l'une revendications 13 à 17 et en ce que, pour chaque dispositif d'annulation d'interférences, ladite suite d'échantillons $(\{\tilde{d}_n\}_{n \in \mathbb{N}})$ représentative du signal numérique émis à l'entrée du canal de transmission est fournie par le module de turboégalisation de rang inférieur.

**FIG.1****FIG.2**
(art antérieur)**FIG.3**

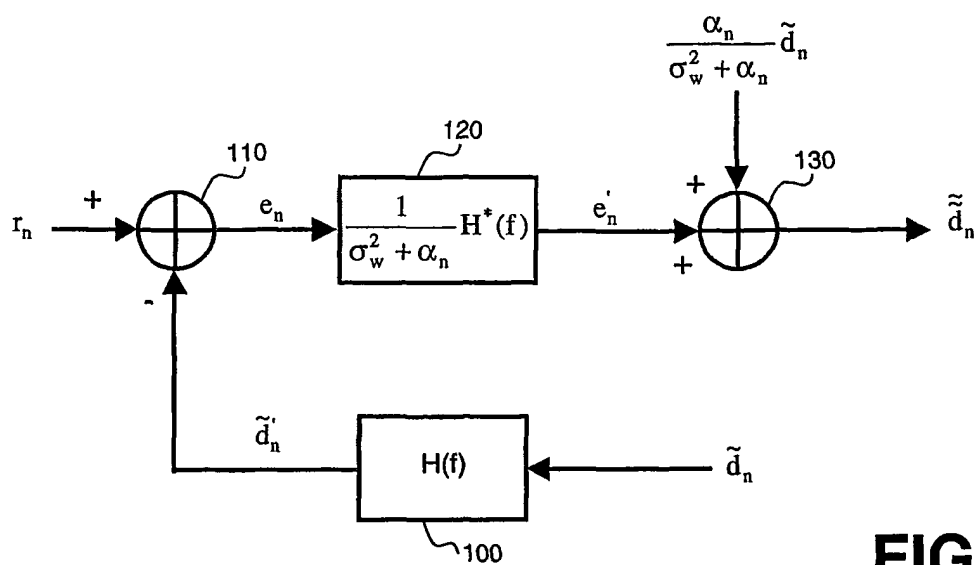


FIG.4

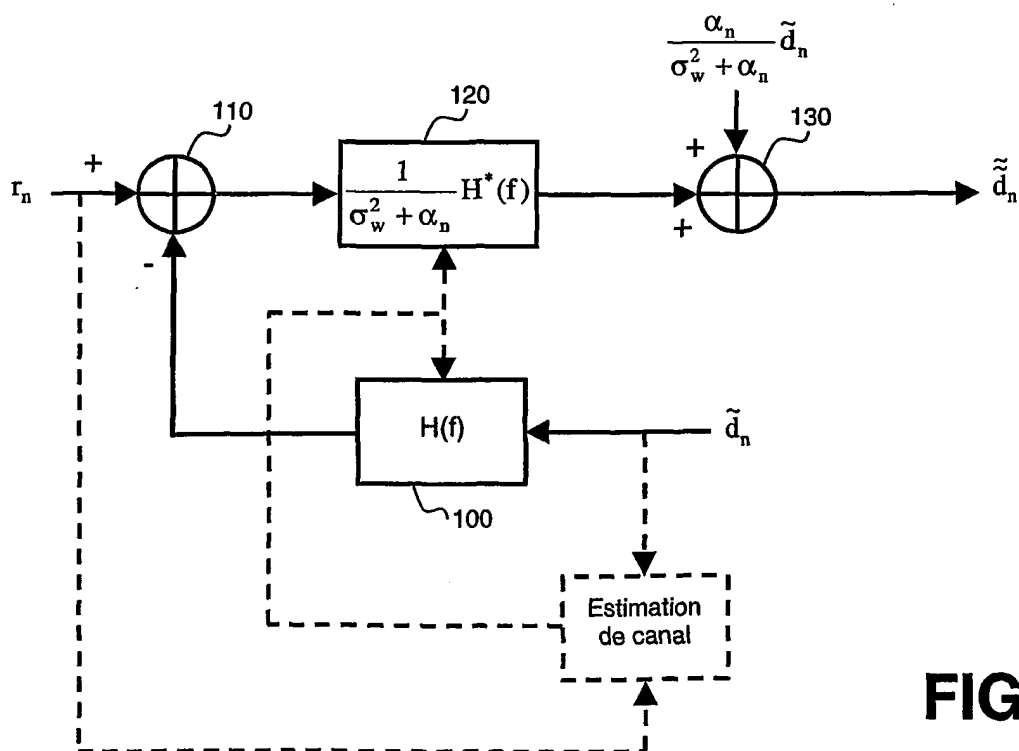


FIG.5

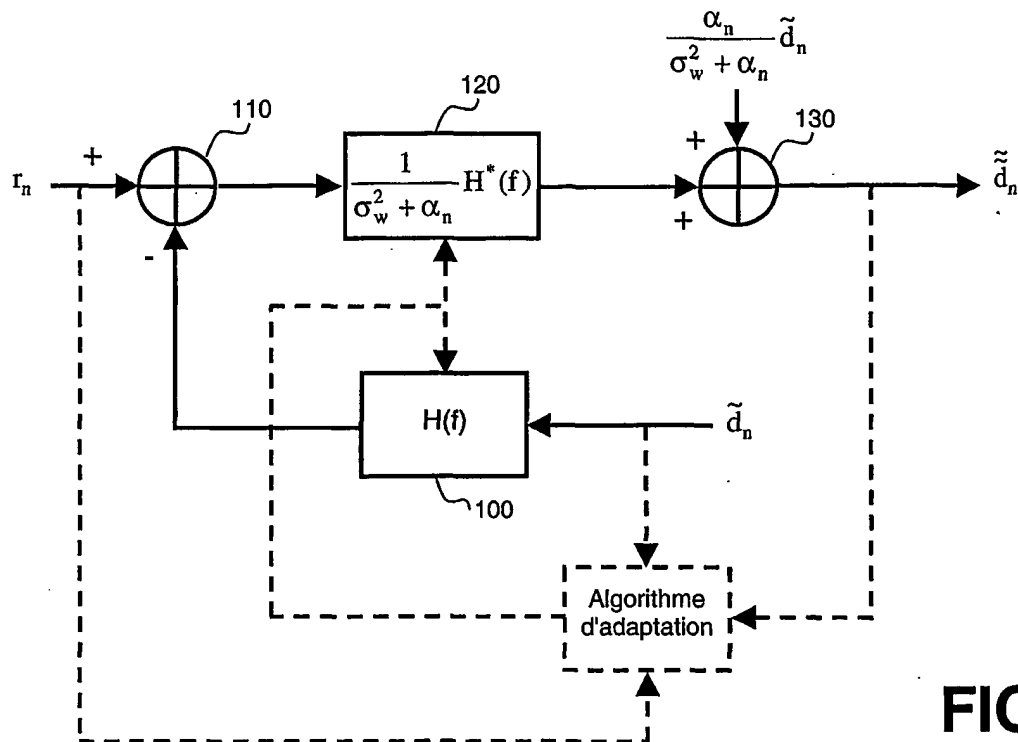


FIG. 6

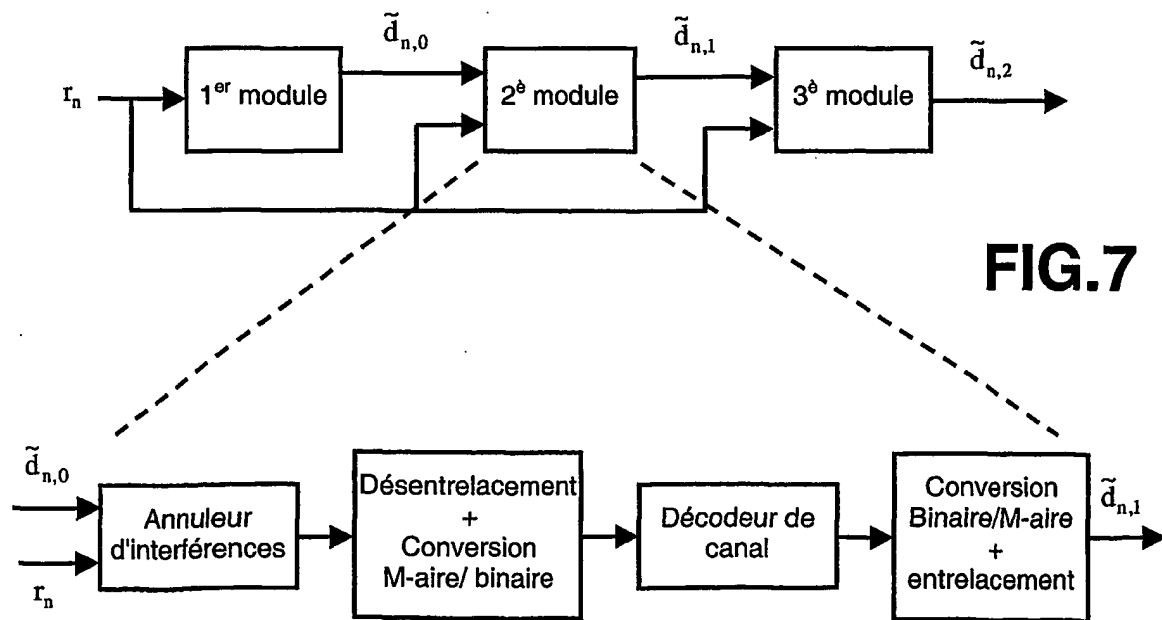
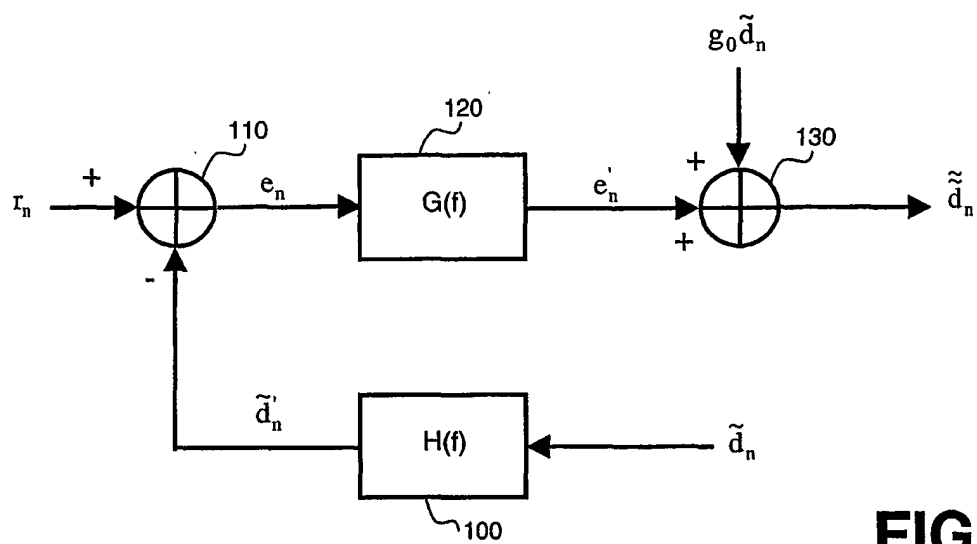


FIG. 7

**FIG.8**

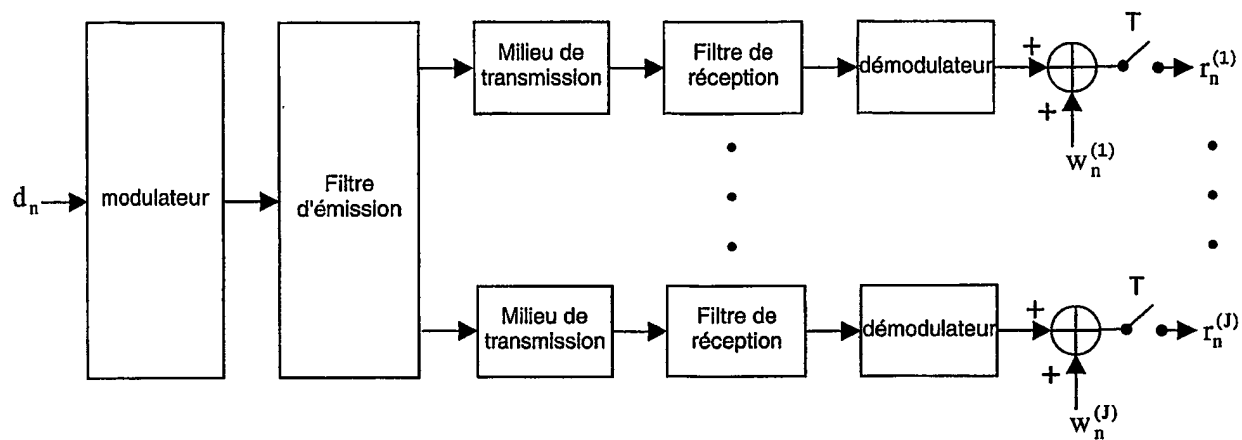


FIG.9

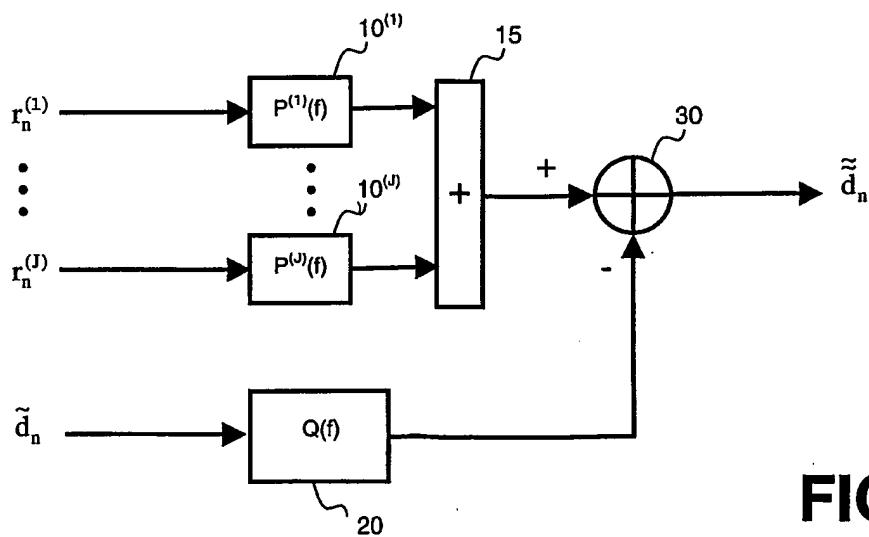
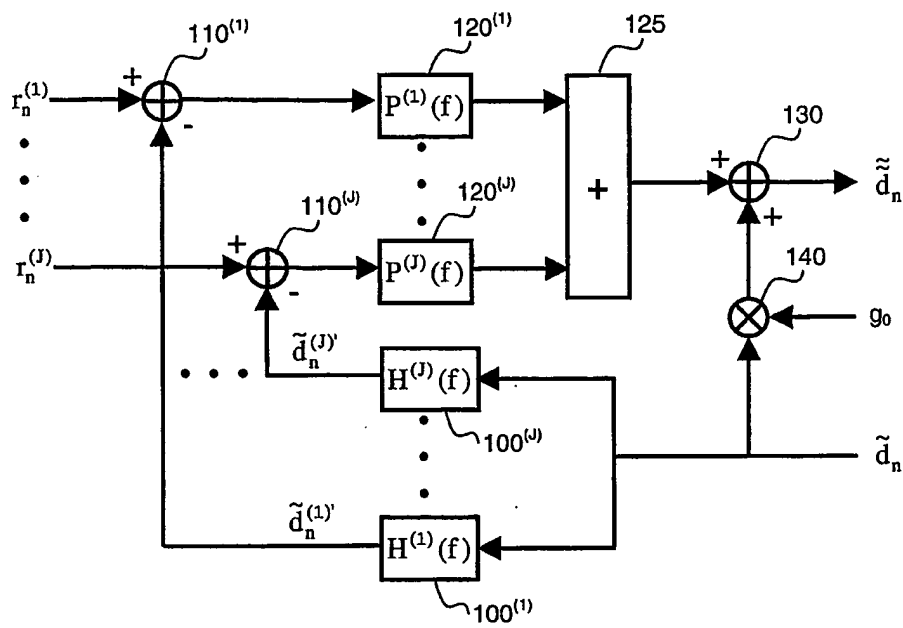


FIG.10

**FIG.11**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/FR 02/03624

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H04L25/03 H04B1/10 H04B7/08

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>GERSHO A ET AL: "ADAPTIVE CANCELLATION OF CHANNEL NONLINEARITIES FOR DATA TRANSMISSION"</p> <p>LINKS FOR THE FUTURE. AMSTERDAM, MAY 14 - 17, 1984, INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, AMSTERDAM, NORTH-HOLLAND, NL,</p> <p>vol. 3, May 1984 (1984-05), pages 1239-1242, XP000793863</p> <p>the whole document</p>	1-20
A	<p>EP 0 833 484 A (THOMSON MULTIMEDIA SA)</p> <p>1 April 1998 (1998-04-01)</p> <p>abstract; figure 2</p> <p>page 4, line 40 -page 5, line 10</p> <p style="text-align: center;">-/-</p>	1-20



Further documents are listed in the continuation of box C.



Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

A document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

E earlier document but published on or after the international filing date

L document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

O document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

P document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

T later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

X document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

Y document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

G document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

12 February 2003

Date of mailing of the international search report

19/02/2003

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Lindhardt, U

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/FR 02/03624

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	REED J H ET AL: "A frequency domain time-dependent adaptive filter for interference rejection" IEEE, 1984, XP010071970 the whole document ----	1-20
A	WO 93 22854 A (GILES TIMOTHY CLIFTON ;SCHOLZ JASON BEAUFORT (AU); COMMW OF AUSTRA) 11 November 1993 (1993-11-11) abstract page 3, line 1 - line 30 ----	1-20
A	US 6 307 901 B1 (YU XIAOYONG ET AL) 23 October 2001 (2001-10-23) the whole document ----	12,20
A	US 5 787 131 A (BOTTOMLEY GREGORY E) 28 July 1998 (1998-07-28) the whole document -----	13-20

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR 02/03624

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0833484	A	01-04-1998	FR 2754125 A1	03-04-1998
			CN 1180964 A	06-05-1998
			EP 0833484 A1	01-04-1998
			JP 10126375 A	15-05-1998
			US 6061327 A	09-05-2000
WO 9322854	A	11-11-1993	AU 4037393 A	29-11-1993
			AU 677188 B2	17-04-1997
			AU 4037493 A	29-11-1993
			WO 9322853 A1	11-11-1993
			WO 9322854 A1	11-11-1993
			NZ 251956 A	28-08-1995
			NZ 251957 A	21-12-1995
US 6307901	B1	23-10-2001	AU 5549301 A	07-11-2001
			WO 0182488 A1	01-11-2001
US 5787131	A	28-07-1998	AU 714443 B2	06-01-2000
			AU 1742997 A	17-07-1997
			BR 9612162 A	13-07-1999
			CA 2241155 A1	03-07-1997
			CN 1209232 A	24-02-1999
			DE 69609525 D1	31-08-2000
			DE 69609525 T2	29-03-2001
			EP 0868788 A2	07-10-1998
			JP 2000502533 T	29-02-2000
			WO 9723962 A2	03-07-1997

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale No
PCT/FR 02/03624

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H04L25/03 H04B1/10 H04B7/08

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
CIB 7 H04L H04B

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal, WPI Data, PAJ

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	<p>GERSHO A ET AL: "ADAPTIVE CANCELLATION OF CHANNEL NONLINEARITIES FOR DATA TRANSMISSION"</p> <p>LINKS FOR THE FUTURE. AMSTERDAM, MAY 14 - 17, 1984, INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, AMSTERDAM, NORTH-HOLLAND, NL,</p> <p>vol. 3, mai 1984 (1984-05), pages 1239-1242, XP000793863</p> <p>le document en entier</p> <p style="text-align: center;">---</p>	1-20
A	<p>EP 0 833 484 A (THOMSON MULTIMEDIA SA)</p> <p>1 avril 1998 (1998-04-01)</p> <p>abrégé; figure 2</p> <p>page 4, ligne 40 -page 5, ligne 10</p> <p style="text-align: center;">---</p> <p style="text-align: center;">-/--</p>	1-20

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- *A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- *E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- *L* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- *O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- *P* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- *T* document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- *X* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- *Y* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- *&* document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

12 février 2003

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

19/02/2003

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Lindhardt, U

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale No
PCT/FR 02/03624

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	<p>REED J H ET AL: "A frequency domain time-dependent adaptive filter for interference rejection"</p> <p>IEEE, 1984, XP010071970</p> <p>le document en entier</p> <p>---</p>	1-20
A	<p>WO 93 22854 A (GILES TIMOTHY CLIFTON ;SCHOLZ JASON BEAUFORT (AU); COMMW OF AUSTRA) 11 novembre 1993 (1993-11-11)</p> <p>abrégé</p> <p>page 3, ligne 1 - ligne 30</p> <p>---</p>	1-20
A	<p>US 6 307 901 B1 (YU XIAOYONG ET AL)</p> <p>23 octobre 2001 (2001-10-23)</p> <p>le document en entier</p> <p>---</p>	12,20
A	<p>US 5 787 131 A (BOTTOMLEY GREGORY E)</p> <p>28 juillet 1998 (1998-07-28)</p> <p>le document en entier</p> <p>-----</p>	13-20

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux familles de brevets

Demande internationale No

PCT/FR 02/03624

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 0833484	A	01-04-1998	FR 2754125 A1	03-04-1998
			CN 1180964 A	06-05-1998
			EP 0833484 A1	01-04-1998
			JP 10126375 A	15-05-1998
			US 6061327 A	09-05-2000
WO 9322854	A	11-11-1993	AU 4037393 A	29-11-1993
			AU 677188 B2	17-04-1997
			AU 4037493 A	29-11-1993
			WO 9322853 A1	11-11-1993
			WO 9322854 A1	11-11-1993
			NZ 251956 A	28-08-1995
US 6307901	B1	23-10-2001	AU 5549301 A	07-11-2001
			WO 0182488 A1	01-11-2001
US 5787131	A	28-07-1998	AU 714443 B2	06-01-2000
			AU 1742997 A	17-07-1997
			BR 9612162 A	13-07-1999
			CA 2241155 A1	03-07-1997
			CN 1209232 A	24-02-1999
			DE 69609525 D1	31-08-2000
			DE 69609525 T2	29-03-2001
			EP 0868788 A2	07-10-1998
			JP 2000502533 T	29-02-2000
			WO 9723962 A2	03-07-1997